

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-199390
 (43)Date of publication of application : 11.07.2003

(51)Int.CI.

H02P 6/18
 H02P 5/41
 H02P 6/10
 H02P 7/63
 H02P 21/00

(21)Application number : 2001-400313

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 28.12.2001

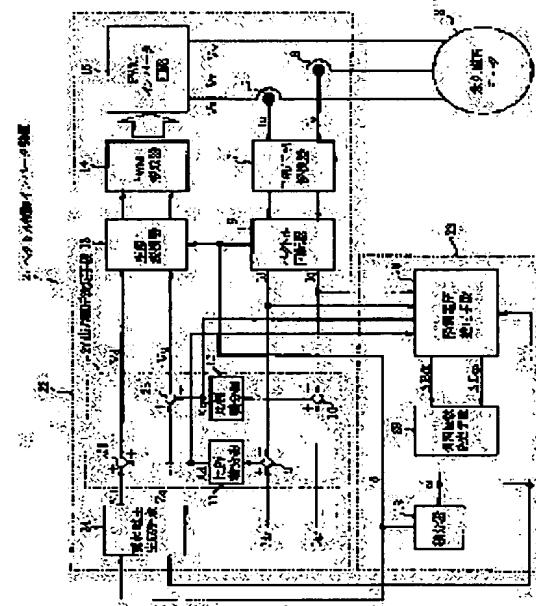
(72)Inventor : NAGAI KAZUNOBU

(54) VECTOR CONTROL INVERTER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To estimate an accurate rotational position by supplying a sine wave current even to a permanent magnet motor containing harmonic components in the induced voltage.

SOLUTION: An induction voltage generating means 24 is storing induction voltage data concerning to the induction voltage of a motor 2 and generates induction voltages E_d and E_q based on the induction voltage data, an angular frequency ω and a rotational position θ . An output voltage determining means 27 generates output voltages V_d and V_q by adding voltages X_d and X_q obtained by proportionally integrating the induction voltages E_d and E_q and current differences ΔI_d and ΔI_q . An induction voltage estimating means 28 operates induction voltage errors ΔE_{ds} and ΔE_{qs} based on a motor constant, currents I_d and I_q , the output voltages V_d and V_q , and the angular frequency ω , and an angular frequency determining means 29 determines the angular frequency ω from the induction voltage errors ΔE_{ds} and ΔE_{qs} .



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 26.10.2004

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-199390

(P2003-199390A)

(43)公開日 平成15年7月11日 (2003.7.11)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード(参考)
H 02 P 6/18 5/41 6/10 7/63 21/00	3 0 3 3 0 3	H 02 P 5/41 7/63 6/02 5/408 6/02	3 0 3 Z 5 H 5 6 0 3 0 3 V 5 H 5 7 6 3 7 1 S C 3 4 1 G

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 15 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号 特願2001-400313(P2001-400313)

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

東京都港区芝浦一丁目1番1号

(22)出願日 平成13年12月28日 (2001.12.28)

(72)発明者 永井 一信

神奈川県横浜市磯子区新磯子町33番地 株式会社東芝生産技術センター内

(74)代理人 100071135

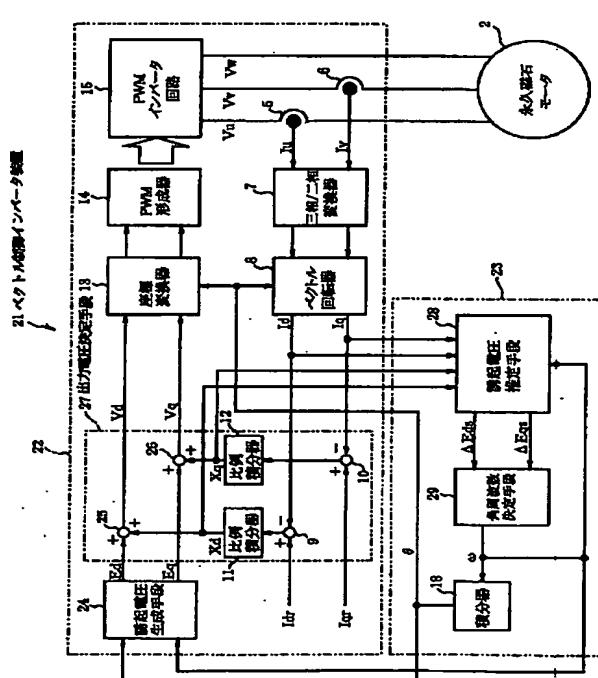
弁理士 佐藤 強

(54)【発明の名称】 ベクトル制御インバータ装置

(57)【要約】

【課題】 誘起電圧に高調波成分を含む永久磁石モータに対しても正弦波電流を供給し、正確な回転位置を推定すること。

【解決手段】 誘起電圧生成手段24は、モータ2の誘起電圧に関する誘起電圧データを記憶しており、その誘起電圧データと角周波数 ω および回転位置 θ に基づいて誘起電圧 E_d 、 E_q を生成する。出力電圧決定手段27は、誘起電圧 E_d 、 E_q と電流偏差 ΔI_d 、 ΔI_q を比例積分演算して得た電圧 X_d 、 X_q とを加算して出力電圧 V_d 、 V_q を生成する。誘起電圧推定手段28は、モータ定数、電流 I_d 、 I_q 、出力電圧 V_d 、 V_q および角周波数 ω に基づいて、誘起電圧誤差 $\Delta E_{d,s}$ 、 $\Delta E_{q,s}$ を演算し、角周波数決定手段29は、その誘起電圧誤差 $\Delta E_{d,s}$ 、 $\Delta E_{q,s}$ から角周波数 ω を決定する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】回転子に永久磁石を設けてなる永久磁石モータの電流を磁界と平行なd軸電流とこれに直交するq軸電流とに分離してそれぞれ独立に制御するベクトル制御インバータ装置において、前記永久磁石モータの誘起電圧の少なくとも高調波成分に対応して準備された誘起電圧データと前記回転子の角周波数および回転位置とに基づいて、前記永久磁石モータのd軸誘起電圧とq軸誘起電圧とを生成する誘起電圧生成手段と、

前記d軸電流の偏差に応じて定まる電圧および前記q軸電流の偏差に応じて定まる電圧に対しそれぞれ前記誘起電圧生成手段により生成されたd軸誘起電圧およびq軸誘起電圧を加算してd軸出力電圧およびq軸出力電圧を決定する出力電圧決定手段とを備えていることを特徴とするベクトル制御インバータ装置。

【請求項2】回転子に永久磁石を設けてなる三相の永久磁石モータの電流を磁界と平行なd軸電流とこれに直交するq軸電流とに分離してそれぞれ独立に制御するベクトル制御インバータ装置において、

前記永久磁石モータの誘起電圧の少なくとも高調波成分に対応して準備された誘起電圧データと前記回転子の角周波数および回転位置とに基づいて、前記永久磁石モータの三相の誘起電圧を生成する誘起電圧生成手段と、

前記d軸電流の偏差に応じて定まる電圧および前記q軸電流の偏差に応じて定まる電圧を三相変換して得られる各相の電圧に対しそれぞれ前記誘起電圧生成手段により生成された三相の誘起電圧を加算して三相の出力電圧を決定する出力電圧決定手段とを備えていることを特徴とするベクトル制御インバータ装置。

【請求項3】前記d軸電流の偏差に応じて定まる電圧およびd軸電流とq軸電流に基づいて少なくとも前記永久磁石モータのd軸の誘起電圧誤差を求める誘起電圧推定手段と、

少なくとも前記d軸誘起電圧誤差に基づいて前記回転子の角周波数および回転位置を決定する角周波数・位置決定手段とを備えていることを特徴とする請求項1または2記載のベクトル制御インバータ装置。

【請求項4】前記誘起電圧推定手段は、前記d軸誘起電圧誤差に加えて、前記q軸電流の偏差に応じて定まる電圧およびd軸電流とq軸電流に基づいてq軸誘起電圧誤差を求めるように構成され、

前記角周波数・位置決定手段は、前記d軸誘起電圧誤差と前記q軸誘起電圧誤差とに基づいて前記回転子の角周波数および回転位置を決定するように構成されていることを特徴とする請求項3記載のベクトル制御インバータ装置。

【発明の詳細な説明】

$$E_{ds} = V_d - R \cdot I_d - L_d \cdot p I_d + \omega \cdot L_q \cdot I_q \quad \dots (1)$$

$$E_{qs} = V_q - \omega \cdot L_d \cdot I_d - R \cdot I_q - L_q \cdot p I_q \quad \dots (2)$$

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、永久磁石モータの電流を磁界と平行なd軸電流とこれに直交するq軸電流とに分離してそれぞれ独立に制御するベクトル制御インバータ装置に関する。

【0002】

【従来の技術】ベクトル制御は、モータ電流を磁界と平行なd軸成分である I_d とこれに直交するq軸成分である I_q とに分離し、これら電流 I_d と I_q をそれぞれ独立に制御するものである。このベクトル制御は、その制御性の良さから誘導電動機だけでなく、回転子に永久磁石を有する永久磁石モータにも使用されている。

【0003】図7は、従来から用いられているセンサレス方式のベクトル制御インバータ装置の電気的構成を機能ブロックにより示している。このインバータ装置1は、永久磁石モータ（以下モータと称す）2の電流を制御する電流制御手段3と、モータ2の回転子の角周波数（回転速度） ω および回転位置 θ を推定する回転位置推定手段4とから構成されている。

【0004】電流制御手段3において、電流検出手段5、6により検出されたモータ2の巻線電流 I_u 、 I_v は、三相／二相変換器7およびベクトル回転器8によりd q座標軸（回転座標軸）上の電流 I_d 、 I_q に変換され、減算器9、10によりそれぞれ指令電流 I_{dr} 、 I_{qr} との偏差 ΔI_d 、 ΔI_q が求められる。そして、これら偏差 ΔI_d 、 ΔI_q をそれぞれ比例積分器11、12に入力することにより出力電圧 V_d 、 V_q が得られる。得られた出力電圧 V_d 、 V_q は、座標変換器13により固定子座標上の電圧量に変換され、さらに空間ベクトルなどの手法によるPWM形成器14を介してパルス幅変調信号としてPWMインバタ回路15に与えられる。これにより、指令電流 I_{dr} 、 I_{qr} に応じた電流がモータ2に供給される。

【0005】上記ベクトル回転器8および座標変換器13で用いられる回転子の回転位置 θ は、かつてはモータ2にエンコーダなどの回転位置センサを配置することにより直接的に検出してきたが、近年ではモータ電流などから推定するいわゆるセンサレス方式が用いられている。すなわち、回転位置推定手段4において、誘起電圧推定手段16には予めモータ定数としてインダクタンス L_d 、 L_q および抵抗 R が記憶されているとともに、上述した電流 I_d 、 I_q 、出力電圧 V_d 、 V_q および推定した角周波数 ω が入力されるようになっている。誘起電圧推定手段16は、次の(1)式および(2)式により誘起電圧の推定値 E_{ds} 、 E_{qs} を演算する。なお、式の中で用いられている p は微分演算子である。

【0006】

【数1】

【0007】角周波数決定手段17は、推定誘起電圧 E_{ds} 、 E_{qs} から例えば次の(3)式により角周波数 ω を推定する。ここで、G1はモータ2の誘起電圧定数の逆数、G2はゲイン定数である。推定された角周波数 ω

$$\omega = G1 \cdot E_{qs} - G2 \cdot E_{ds}$$

【0009】この位置推定方法によれば、推定誘起電圧 E_{qs} に基づいて角周波数 ω が得られるとともに推定誘起電圧 E_{ds} がゼロとなるように制御されるので、回転位置 θ がモータ2の実際の回転位置と一致する作用がある。なお、以上説明した各処理は、DSPなどの高速プロセッサにより周期的に処理されている。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】ところで、リラクタンストルクを利用してモータ効率を高めるために、回転子鉄心19内に永久磁石20を配置する図8に示すような回転子構造を採用する場合がある。この場合、モータ2が回転中に発生する誘起電圧は、5次、7次、…などの高調波を多く含んだ波形となる。図3に示す誘起電圧波形は、上記回転子構造を持つモータ2についての計算結果であり、大きな高調波成分(5次と7次)が重畠していることが分かる。

【0011】このような誘起電圧の高調波成分は、電流制御ループに変動を与える要因となる。このようなモータ2に対し、図7に示した従来構成のインバータ装置1を用いた場合でも、プロセッサによる処理周期が短く、比例積分器11、12のゲイン(以下、電流ゲインと称す)が十分に高ければ、モータ電流は指令電流に追従するよう制御されて正弦波形となる。

【0012】しかしながら、実際のインバータ装置では、PWMインバータ回路15のスイッチング損失を低減する必要からPWMによる電磁騒音が問題とならない範囲内でPWM周波数を下げることが望ましく、このためPWM周期に同期している上記処理周期が長くなっている。

$$T = P (E_{qs} \cdot I_{q_0} / \omega + (L_d - L_q))$$

ただし、Pは極対数

【0016】さらに、上記電流 I_d 、 I_q の変動は、センサレス方式における回転位置の推定にも悪影響を及ぼす。すなわち、上記(1)式および(2)式において、出力電圧 V_d 、 V_q は一定であるにもかかわらずモータ電流 I_d 、 I_q が変動するため、推定誘起電圧 E_{ds} 、 E_{qs} が変動してしまう。その結果、推定演算する角周波数 ω や回転位置 θ にも影響が及び、インバータ装置1全体が不安定(振動的)になり、運転可能な周波数範囲が狭くなる。特に、低周波数且つ高負荷での運転が難しくなる。

【0017】また、これを防止するために角周波数 ω や回転位置 θ に対し出力周波数に近い(つまり5次高調波を減衰可能な)遮断周波数を持つローパスフィルタを付

は積分器18により積分され、以て回転位置 θ が得られる。

【0008】

【数2】

$$\dots (3)$$

しまう。処理周期が長くなると、電流制御ループに制御遅れが生じて位相余裕が低下するため、安定化のために上記電流ゲインを下げる必要が生じる。

【0013】また、これとは別に、例えば特開昭61-262084号公報や特開平2-197295号公報に記載されている電流検出手段すなわち電流検出抵抗をインバータ装置内に配置しその両端電圧に基づいてモータ電流を得る検出方法を採用する場合には、パワー系のグランドと信号系のグランドとが共通となることから上記両端電圧にノイズが混入する虞があり、やはり電流ゲインを下げることが望ましい。

【0014】しかし、電流ゲインを下げた場合には、電流制御ループは誘起電圧の高調波成分に対抗してモータ電流を指令電流に追従させることができなくなり、モータ電流が歪んでしまう。図9は、電流ゲインが低い場合の(a)出力電圧 V_d 、 V_q 、(b)モータ電流 I_u 、 I_d 、 I_q 、(c)発生トルク T のシミュレーション結果を示している。横軸は回転位置(電気角)である。誘起電圧の高調波成分により電流 I_d 、 I_q が変動するが、電流ゲインが低いためにその変動が出力電圧 V_d 、 V_q に反映されず、出力電圧 V_d 、 V_q はほとんど変化しない。このため、誘起電圧に高調波成分が存在するにもかかわらず出力電圧 V_u が正弦波形のままとなり、モータ電流 I_u は高調波成分の影響を受けて歪んでしまう。その結果、次の(4)式で計算される発生トルク T も変動が大きくなるという問題があった。

【0015】

【数3】

$$I_d \cdot I_q \quad \dots (4)$$

加することも考えられるが、これにより応答性が低下し、急激な負荷変動や急加減速に対応できなくなるという新たな問題が生じてしまう。

【0018】本発明は上記事情に鑑みてなされたもので、その第1の目的は、誘起電圧に高調波成分を含む永久磁石モータに対しても正弦波電流を供給可能なベクトル制御インバータ装置を提供することにあり、その第2の目的は、誘起電圧に高調波成分を含む永久磁石モータに対してもセンサレスで正確な回転位置を推定可能なベクトル制御インバータ装置を提供することにある。

【0019】

【課題を解決するための手段】上記第1の目的を達成するため、請求項1に記載したベクトル制御インバータ装

置は、回転子に永久磁石を設けてなる永久磁石モータの電流を磁界と平行な d 軸電流とこれに直交する q 軸電流とに分離してそれぞれ独立に制御するベクトル制御インバータ装置において、前記永久磁石モータの誘起電圧の少なくとも高調波成分に対応して準備された誘起電圧データと前記回転子の角周波数および回転位置に基づいて、前記永久磁石モータの d 軸誘起電圧と q 軸誘起電圧とを生成する誘起電圧生成手段と、前記 d 軸電流の偏差に応じて定まる電圧および前記 q 軸電流の偏差に応じて定まる電圧に対しそれぞれ前記誘起電圧生成手段により生成された d 軸誘起電圧および q 軸誘起電圧を加算して d 軸出力電圧および q 軸出力電圧を決定する出力電圧決定手段とを備えていることを特徴とする。

【0020】この構成によれば、誘起電圧生成手段が生成する d 軸誘起電圧と q 軸誘起電圧には永久磁石モータの誘起電圧に対応した高調波成分が含まれ、その d 軸誘起電圧と q 軸誘起電圧は d 軸出力電圧および q 軸出力電圧として永久磁石モータに印加される。その結果、当該ベクトル制御インバータ装置の出力電圧に含まれる高調波成分と永久磁石モータの誘起電圧の高調波成分とが相殺され、永久磁石モータの誘起電圧の高調波成分に起因する電流変動が低減してモータ電流が正弦波形となる。これにより発生トルクの変動や騒音が低減する。また、d 軸出力電圧および q 軸出力電圧には、それぞれ d 軸電流の偏差に応じて定まる電圧および q 軸電流の偏差に応じて定まる電圧が加算されているので、電流偏差をゼロにするような電流フィードバック制御が行われる。

【0021】本発明は、電流フィードバック制御に加えて永久磁石モータの高調波成分を含む誘起電圧をフィードフォワードする点に特徴を有しており、二相の電圧に対して誘起電圧を生成することに替えて、請求項 2 に記載したように三相の電圧に対して誘起電圧を生成する構成としても良い。

【0022】さらに、上記第 2 の目的を達成するため、請求項 3 に記載したベクトル制御インバータ装置は、前記 d 軸電流の偏差に応じて定まる電圧および d 軸電流と q 軸電流に基づいて、少なくとも前記永久磁石モータの d 軸の誘起電圧誤差を求める誘起電圧推定手段と、少なくとも前記 d 軸誘起電圧誤差に基づいて前記回転子の角周波数および回転位置を決定する角周波数・位置決定手段とを備えていることを特徴とする。

【0023】この構成によれば、d 軸電流の偏差に応じて定まる電圧すなわち d 軸出力電圧のうちの d 軸誘起電圧以外の電圧は、d 軸電流および q 軸電流を決定する電流形成成分として作用する。そして、d 軸出力電圧を生成する上で加算される上記 d 軸電流の偏差に応じて定まる電圧と、d 軸電流および q 軸電流に基づいて演算される d 軸の電流形成電圧との差分は、d 軸の誘起電圧誤差となる。この d 軸の誘起電圧誤差は回転位置のずれに応じた値であって、しかも誘起電圧の高調波成分の影響が

除かれているため、これに基づいて回転子の角周波数を正確に決定でき、さらに角周波数を積分して正確な回転位置を得ることができる。

【0024】さらに、d 軸誘起電圧誤差とともに q 軸誘起電圧誤差に基づいて回転子の角周波数および回転位置を決定するように構成しても良い（請求項 4）。この場合、q 軸誘起電圧誤差は角周波数のずれに応じた値となる。

【0025】

【発明の実施の形態】（第 1 の実施形態）以下、本発明の第 1 の実施形態について図 1 ないし図 4 を参照しながら説明する。図 1 は、ベクトル制御インバータ装置の電気的構成を機能ブロックにより示すもので、図 7 と同一構成部分には同一符号を付して示している。センサレス方式のインバータ装置 21 は、永久磁石モータ 2 の電流を制御する電流制御手段 22 と、モータ 2 の回転子の角周波数（回転速度） ω および回転位置 θ を推定する回転位置推定手段 23 とから構成されている。

【0026】このインバータ装置 21 のうち電流検出手段 5、6 と PWM インバタ回路 15 とを除いた各機能は、メモリに記憶された制御プログラムに従って DSP などの高速プロセッサにより実行されるようになっている。その制御周期は、PWM 周期に等しく設定されている。また、インバータ装置 21 が駆動するモータ 2 は、リラクタンストルクを発生できるように、回転子鉄心 19 内に永久磁石 20 を埋め込んだ図 8 に示すような回転子構造を有している。

【0027】電流制御手段 22 に設けられた誘起電圧生成手段 24 は、メモリなどにモータ 2 の誘起電圧に関する誘起電圧データを記憶しており、その誘起電圧データと回転位置推定手段 23 から入力した角周波数 ω および回転位置 θ とに基づいて d 軸の誘起電圧 E_d と q 軸の誘起電圧 E_q を生成するようになっている。

【0028】減算器 9、10 は、それぞれ指令電流 I_d 、 I_q から電流 I_d 、 I_q を減算して偏差 ΔI_d 、 ΔI_q を求め、比例積分器 11、12 は、それぞれ偏差 ΔI_d 、 ΔI_q を比例積分演算して電流形成電圧である電圧 X_d 、 X_q （電流偏差に応じて定まる電圧に相当）を出力するようになっている。また、加算器 25 は、誘起電圧 E_d と電圧 X_d を加算して出力電圧 V_d を求め、加算器 26 は、誘起電圧 E_q と電圧 X_q を加算して出力電圧 V_q を求めるようになっている。これら出力電圧 V_d 、 V_q は座標変換器 13 に与えられる。ここで、減算器 9、10、比例積分器 11、12 および加算器 25、26 により出力電圧決定手段 27 が構成されている。

【0029】一方、回転位置推定手段 23 に設けられた誘起電圧推定手段 28 は、メモリなどにモータ定数であるインダクタンス L_d 、 L_q および抵抗 R を記憶しており、これらモータ定数、電流 I_d 、 I_q 、出力電圧 V

d 、 V_q および推定された角周波数 ω に基づいて、 d 軸の誘起電圧誤差 $\Delta E_d s$ と q 軸の誘起電圧誤差 $\Delta E_q s$ とを演算するようになっている。そして、角周波数決定手段29は、これら誘起電圧誤差 $\Delta E_d s$ 、 $\Delta E_q s$ から角周波数 ω を決定し、積分器18は決定された角周波数 ω を積分して回転位置 θ を得てベクトル回転器6と座標変換器13に供給するようになっている。これら角周波数決定手段29と積分器18とが、本発明でいう角周波数・位置決定手段に相当する。

【0030】次に、電流制御手段22および回転位置推定手段23の作用について図2ないし図4も参照しながら説明する。

$$\begin{bmatrix} E_u \\ E_v \\ E_w \end{bmatrix} = -E_1 \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} - E_5 \begin{bmatrix} \sin(5\theta) \\ \sin(5(\theta - 2\pi/3)) \\ \sin(5(\theta + 2\pi/3)) \end{bmatrix} - E_7 \begin{bmatrix} \sin(7\theta) \\ \sin(7(\theta - 2\pi/3)) \\ \sin(7(\theta + 2\pi/3)) \end{bmatrix}$$

... (5)

【0032】この誘起電圧 E_u 、 E_v 、 E_w を次の(6)式に従って三相／二相変換し、さらに(7)式に従って回転座標変換することにより、(8)式、(9)式で示す d 、 q 座標軸上の誘起電圧 E_d 、 E_q が得られる。ここで、 K_0 は基本波の誘起電圧定数、 K_1 、 K_2

$$\begin{bmatrix} E_a \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2}{3}\pi) & \cos(\frac{4}{3}\pi) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2}{3}\pi) & \sin(\frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_u \\ E_v \\ E_w \end{bmatrix} \quad \dots (6)$$

$$\begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_a \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad \dots (7)$$

$$\begin{aligned} E_d &= -K_1 \cdot \omega \cdot \sin(6\theta) \\ E_q &= K_0 \cdot \omega - K_2 \cdot \omega \cdot \cos(6\theta) \end{aligned} \quad \dots (8) \quad \dots (9)$$

【0034】図2は、上記(5)式～(9)式を用いて行った計算結果を示している。縦軸は電圧、横軸は回転位置(電気角) θ であって、(8)式、(9)式にも示されるように誘起電圧 E_d 、 E_q は基本波の6倍の周波数で脈動する。上述した誘起電圧定数 K_1 、 K_2 は、それぞれ図2に示す誘起電圧 E_d 、 E_q の振幅を角周波数 ω で除した値である。誘起電圧生成手段24は、回転位置推定手段23から入力した角周波数 ω および回転位置 θ を入力し、(8)式、(9)式を用いて誘起電圧 E_d 、 E_q を算出する。

【0035】図3は、インバータ装置21についての電圧、電流、トルクの計算結果を示している。ここで、(a)にはPWM成分を除いた u 相の出力電圧 V_u 、誘起電圧生成手段24が outputする誘起電圧 E_d 、 E_q および出力電圧決定手段27が outputする出力電圧 V_d 、 V_q が示され、(b)にはモータ2に流れる電流 I_u およびベクトル回転機8が outputする電流 I_d 、 I_q が示され、(c)には(4)式に従って計算される発生トルク T が示されている。横軸は回転位置(電気角) θ である。な

(1) 電流制御手段22の作用について

図8に示す回転子構造を有するモータ2の誘起電圧 E_u 、 E_v 、 E_w は、基本波成分に加え5次、7次、…などの高調波成分を含んでいる。この誘起電圧 E_u 、 E_v 、 E_w は、次の(5)式に示すように基本波成分と主要な高調波成分(5次、7次)とを重ね合わせることにより表すことができる。ここで、係数 E_1 、 E_5 、 E_7 は各次数成分の電圧振幅であって試験により得ることができる。

10 【0031】

【数4】

はそれぞれ d 軸上、 q 軸上の高調波成分の誘起電圧定数であって、これら K_0 、 K_1 、 K_2 は誘起電圧データに相当する。

20 【0033】

【数5】

$$\dots (7)$$

... (8)

... (9)

お、この計算では、リラクタンストルクを有効に利用して最大のトルクを得るために、電流 I_d (指令電流 $I_d r$)を負の所定値に設定している。

【0036】電流制御手段22を用いると、出力電圧 V_d 、 V_q は、それぞれ電流偏差 ΔI_d 、 ΔI_q により定まる電圧 X_d 、 X_q に対しさらに誘起電圧 E_d 、 E_q が加算された値となる。従って、出力電圧 V_d 、 V_q にはモータ2の誘起電圧とほぼ同じ電圧が含まれることになり、両者の誘起電圧は相殺される。その結果、出力電圧 V_d 、 V_q のうち上記電圧 X_d 、 X_q のみが電流形成成分として作用し、モータ電流 I_u 、 I_v 、 I_w は誘起電圧に影響されることなく正弦波形となる。そして、回転座標変換して得られる電流 I_d 、 I_q は一定となり、以て電流フィードバックループから誘起電圧の高調波に起因する変動を排除できる。これにより、電流 I_d 、 I_q に基づいて計算されるトルク T についても、従来構成におけるトルク T を示す図9(c)と比べ変動が顕著に小さくなる。

40 【0037】図4は、モータ2の電圧および電流を示す

ベクトル図である。(a)、(b)は、それぞれ本実施形態のインバータ装置21、従来構成のインバータ装置1を用いてモータ2を駆動した場合を示している。誘起電圧ベクトルE(E_d、E_q)は、その高調波成分によりq軸を中心として振幅と位相が変動する。(a)に示す本実施形態の場合には、出力電圧ベクトルV(V_d、V_q)は誘起電圧ベクトルE(E_d、E_q)を含む電圧であるため、電流形成電圧ベクトルX(X_d、X_q)および電流ベクトルI(I_d、I_q)がほぼ一定となる。

これに対し、(b)に示す従来構成の場合には、出力電

10

圧ベクトルV(V_d、V_q)はほぼ一定であるため、電流形成電圧ベクトルX(X_d、X_q)および電流ベクトルI(I_d、I_q)が変動してしまう。

【0038】(2)回転位置推定手段23の作用について

誘起電圧推定手段28は、次の(10)式および(11)式により誘起電圧誤差ΔE_{ds}、ΔE_{qs}を演算する。式の中で用いられているpは微分演算子である。

【0039】

【数6】

$$\Delta E_{ds} = X_d - R \cdot I_d - L_d \cdot p I_d + \omega \cdot L_q \cdot I_q \quad \dots \quad (10)$$

$$\Delta E_{qs} = X_q - \omega \cdot L_d \cdot I_d - R \cdot I_q - L_q \cdot p I_q \quad \dots \quad (11)$$

【0040】これら誘起電圧誤差ΔE_{ds}、ΔE_{qs}は、実際のモータ2の角周波数および回転位置と回転位置推定手段23で求めた角周波数ωおよび回転位置θとの差を意味している。特に、誘起電圧誤差ΔE_{ds}は回転位置θのずれ、誘起電圧誤差ΔE_{qs}は誘起電圧の大きさつまり角周波数ωのずれに対応している。また、上述したように電圧X_d、X_qおよび電流I_d、I_qはモータ誘起電圧の高調波成分の影響を受けないため、(10)式および(11)式により得られる誘起電圧誤差Δ

$$\omega = G_a \int \Delta E_{qs} dt - G_b \cdot \Delta E_{ds}$$

【0043】この(12)式により、誘起電圧誤差ΔE_{qs}がゼロになるように角周波数ωが決定され、誘起電圧生成手段24から出力される誘起電圧E_qがモータ2のq軸の誘起電圧と一致するように作用する。また、誘起電圧誤差ΔE_{ds}によって角周波数ωを介して回転位置θが調整されることにから、誘起電圧生成手段24から出力される誘起電圧E_dがモータ2のd軸の誘起電圧と一致するように作用する。その結果、モータ2の角周波数および回転位置が、それぞれ角周波数ωおよび回転位置θとして求まる。

【0044】以上説明したように、インバータ装置21に設けた誘起電圧生成手段24は、駆動対象モータ2の誘起電圧に対応した誘起電圧データを記憶しており、モータ2の回転駆動時にその誘起電圧データと角周波数ωおよび回転位置θに基づいてモータ2の誘起電圧E_d、E_qを生成する。この誘起電圧E_d、E_qは出力電圧V_d、V_qとしてモータ2に印加されるので、出力電圧V_d、V_qに含まれる誘起電圧E_d、E_qの高調波成分と実際のモータ2の誘起電圧の高調波成分とが相殺され、モータ2の誘起電圧の高調波成分に起因する電流変動が低減する。これにより、モータ電流I_u、I_v、I_wが正弦波形となり、発生トルクの変動および騒音を低減できる。また、出力電圧V_d、V_qには、それぞれ電流偏差に応じて定まる電圧X_d、X_qが加算されているので、電流偏差をゼロにするような電流フィードバック

20

E_{ds}、ΔE_{qs}もモータ誘起電圧の高調波成分の影響を受けない。

【0041】角周波数決定手段29は、誘起電圧誤差ΔE_{ds}、ΔE_{qs}を用いて例えば次の(12)式により角周波数ωを推定する。ここで、G_a、G_bはゲイン定数である。さらに、得られた角周波数ωを積分器18で積分することにより回転位置θが得られる。

【0042】

【数7】

$$\dots \quad (12)$$

制御も併せて行われる。

【0045】また、誘起電圧推定手段28は、モータ誘起電圧の高調波成分の影響を受けない電圧X_d、X_qと電流I_d、I_qおよび角周波数ωとを用いて誘起電圧誤差ΔE_{ds}、ΔE_{qs}を演算するので、その誘起電圧誤差ΔE_{ds}、ΔE_{qs}を用いて推定される角周波数ωと回転位置θは変動のない正確な値となり、推定誤差に伴うモータ効率の低下を防止できる。

【0046】従って、本実施形態のインバータ装置21は、誘起電圧に大きな高調波成分が含まれるモータ、例えばモータ2に示すように回転子鉄心19に永久磁石20を埋め込んでリラクタンストルクを発生させる高効率モータを駆動するのに好適となる。また、誘起電圧の高調波成分に影響を受けないため、ローパスフィルタを付加する必要がなく、応答性を高められる。

【0047】(第2の実施形態) 次に、本発明の第2の実施形態について図5を参照しながら説明する。図5は、ベクトル制御インバータ装置の電流制御手段の電気的構成を機能ブロックにより示すもので、図1と同一構成部分には同一符号を付して示している。図示しない回転位置推定手段は、第1の実施形態における回転位置推定手段23と同一構成である。

【0048】インバータ装置30の電流制御手段31は、誘起電圧生成手段32がモータ2の三相の誘起電圧データを記憶しており、その誘起電圧データと回転位置

30

40

50

推定手段23から入力した角周波数 ω および回転位置 θ とに基づいて u v w 各相の誘起電圧 E_u 、 E_v 、 E_w を生成するようになっている。

【0049】比例積分器11、12から出力される電圧 X_d 、 X_q は、座標変換器13により回転座標上の電圧量に変換され、さらに二相／三相変換器33により三相の電圧 X_u 、 X_v 、 X_w に変換される。加算器34、35、36は、それぞれ誘起電圧 E_u 、 E_v 、 E_w と電圧 X_u 、 X_v 、 X_w とを加算して出力電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を求めるようになっている。これら減算器9、10、比例積分器11、12、座標変換器13、二相／三相変換器33および加算器34、35、36により出力電圧

$$\begin{bmatrix} E_u \\ E_v \\ E_w \end{bmatrix} = -K_1 \cdot \omega \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} - K_2 \cdot \omega \begin{bmatrix} \sin(5\theta) \\ \sin(5(\theta - 2\pi/3)) \\ \sin(5(\theta + 2\pi/3)) \end{bmatrix} - K_3 \cdot \omega \begin{bmatrix} \sin(7\theta) \\ \sin(7(\theta - 2\pi/3)) \\ \sin(7(\theta + 2\pi/3)) \end{bmatrix}$$

... (13)

【0052】本実施形態は、三相の誘起電圧 E_u 、 E_v 、 E_w を生成する点において二相の誘起電圧 E_d 、 E_q を生成する第1の実施形態と異なるが、その作用および効果は第1の実施形態と同様となり、モータ2に正弦波形の電流を供給することができる。

【0053】(第3の実施形態) 次に、本発明の第3の実施形態について図6を参照しながら説明する。図6は、ベクトル制御インバータ装置の電気的構成を機能ブロックにより示すもので、図1と同一構成部分には同一符号を付して示している。このインバータ装置39は、第1の実施形態で説明したインバータ装置21に対し、速度制御ループを附加した構成と回転位置推定手段40の構成とを異にしている。回転位置推定手段23は、第1の実施形態の回転位置推定手段23に対し簡略化された構成となっている。

$$\omega = \omega_0 - G_x \cdot \Delta E_{ds} - G_y \int \Delta E_{ds} dt$$

... (14)

【0057】この誘起電圧誤差 ΔE_{ds} によって角周波数 ω を介して回転位置 θ が調整されることから、誘起電圧生成手段24が出力する誘起電圧 E_d がモータ2のd軸の誘起電圧と一致するように作用する。その結果、モータ2の角周波数および回転位置が、それぞれ角周波数 ω および回転位置 θ として求められる。本実施形態によっても、誘起電圧誤差 ΔE_{ds} にはモータ2の誘起電圧の高調波成分が含まれていないので、角周波数 ω および回転位置 θ を正確に推定でき、第1の実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0058】(その他の実施形態) なお、本発明は上記した各実施形態に限定されるものではなく、以下のような変形あるいは拡大が可能である。各実施形態では、回転位置推定手段23、40を設けることにより回転位置センサレスで回転位置 θ を得るように構成したが、レゾルバやエンコーダなどの回転位置センサを用いて回転位

50 決定手段37が構成されている。出力電圧 V_u 、 V_v 、 V_w は、三角波比較などの手法によるPWM形成器38を介してパルス幅変調信号としてPWMインバタ回路15に与えられる。

【0050】誘起電圧生成手段32は、次の(13)式に基づく演算により三相の誘起電圧 E_u 、 E_v 、 E_w を生成している。ここで、 K_1 、 K_2 、 K_3 は、それぞれモータ2を回転させて得た(5)式の係数 E_1 、 E_5 、 E_7 を角周波数 ω で除算した値である。

【0051】

【数8】

10

【0054】速度制御ループにおいて、減算器41により指令角周波数 ω_0 と推定角周波数 ω との偏差 $\Delta\omega$ が演算され、その偏差 $\Delta\omega$ は比例積分器42およびd q分配器43に入力され、指令電流 I_{dr} 、 I_{qr} が決定されるようになっている。

【0055】回転位置推定手段40の誘起電圧推定手段44は、上述した(10)式によりd軸の誘起電圧誤差 ΔE_{ds} を演算する。角周波数決定手段45は、この誘起電圧誤差 ΔE_{ds} を用いて次の(14)式による比例積分演算により角周波数 ω を推定する。ここで、 G_x 、 G_y はそれぞれ比例ゲイン、積分ゲインである。さらに、得られた角周波数 ω を積分することにより回転位置 θ を得られる。

【0056】

【数9】

置 θ を得る場合であっても電流制御手段22、31の構成、作用、効果は変わらない。各実施形態では誘起電圧生成手段24、32を電流制御手段22、31の一部として説明したが、これら誘起電圧生成手段24、32を回転位置推定手段23、40の一部と考えても良い。第40 1、第2の各実施形態に対しても速度制御ループを附加しても良い。

【0059】電流検出手段5、6からの混入するノイズを低減するため、例えば角周波数 ω 、回転位置 θ 、電流 I_d 、 I_q 、電圧 X_d 、 X_q などに対して処理周期に近い遮断周波数を持つローパスフィルタを付加しても良い。このローパスフィルタの付加は、本願発明の主旨に反するものではない。モータ2の温度を検出するモータ温度検出器を設け、誘起電圧生成手段24、32の演算定数を温度補正すると良い。例えば、永久磁石20の磁束密度温度係数に従って、検出温度が高くなれば(8)

式、(9)式のK0、K1、K2を小さくする。これにより、より正確な誘起電圧を生成できる。誘起電圧生成手段24、32は、誘起電圧の基本波成分と高調波成分とを生成しているが、誘起電圧の高調波成分のみ或いはトルク変動に影響の大きい特定次数の高調波成分のみを生成するようにしても良い。

【0060】

【発明の効果】以上説明から明らかなように、本発明のベクトル制御インバータ装置は、永久磁石モータの誘起電圧を生成する誘起電圧生成手段と、電流の偏差に応じて定まる電圧に対し前記誘起電圧生成手段により生成された誘起電圧を加算して出力電圧を決定する出力電圧決定手段とを備えているので、出力電圧に含まれる高調波成分と永久磁石モータの誘起電圧の高調波成分とが相殺され、高調波成分に起因する電流変動が低減してモータ電流が正弦波形となり、発生トルクの変動や騒音が低減する。

【0061】また、電流偏差に応じて定まる電圧ならびにd軸電流およびq軸電流に基づいて、少なくとも永久磁石モータのd軸の誘起電圧誤差を求める誘起電圧推定手段と、少なくともそのd軸誘起電圧誤差に基づいて回転子の角周波数および回転位置を決定する角周波数・位置決定手段とを備えているので、回転位置センサを用いることなく正確な回転位置を推定でき、推定誤差に伴う

モータ効率の低下を防止できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態であってベクトル制御インバータ装置の電気的構成を機能ブロックにより示す図

【図2】モータの回転位置に対する電圧の計算結果を示す図

【図3】モータ駆動時の電圧、電流、トルクの計算結果を示す図

10 【図4】モータの電圧ベクトルおよび電流ベクトルを示す図

【図5】本発明の第2の実施形態であってベクトル制御インバータ装置の電流制御手段の電気的構成を機能ブロックにより示す図

【図6】本発明の第3の実施形態を示す図1相当図

【図7】従来技術を示す図1相当図

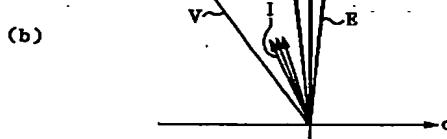
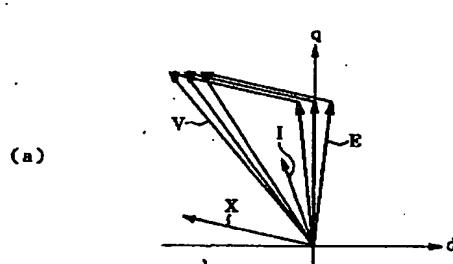
【図8】回転子の横断面図

【図9】図3相当図

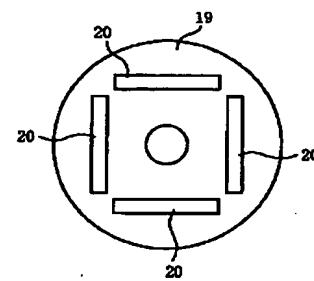
【符号の説明】

20 2は永久磁石モータ、21、30、39はベクトル制御インバータ装置、24、32は誘起電圧生成手段、27、37は出力電圧決定手段、28、44は誘起電圧推定手段、29、45は角周波数決定手段である。

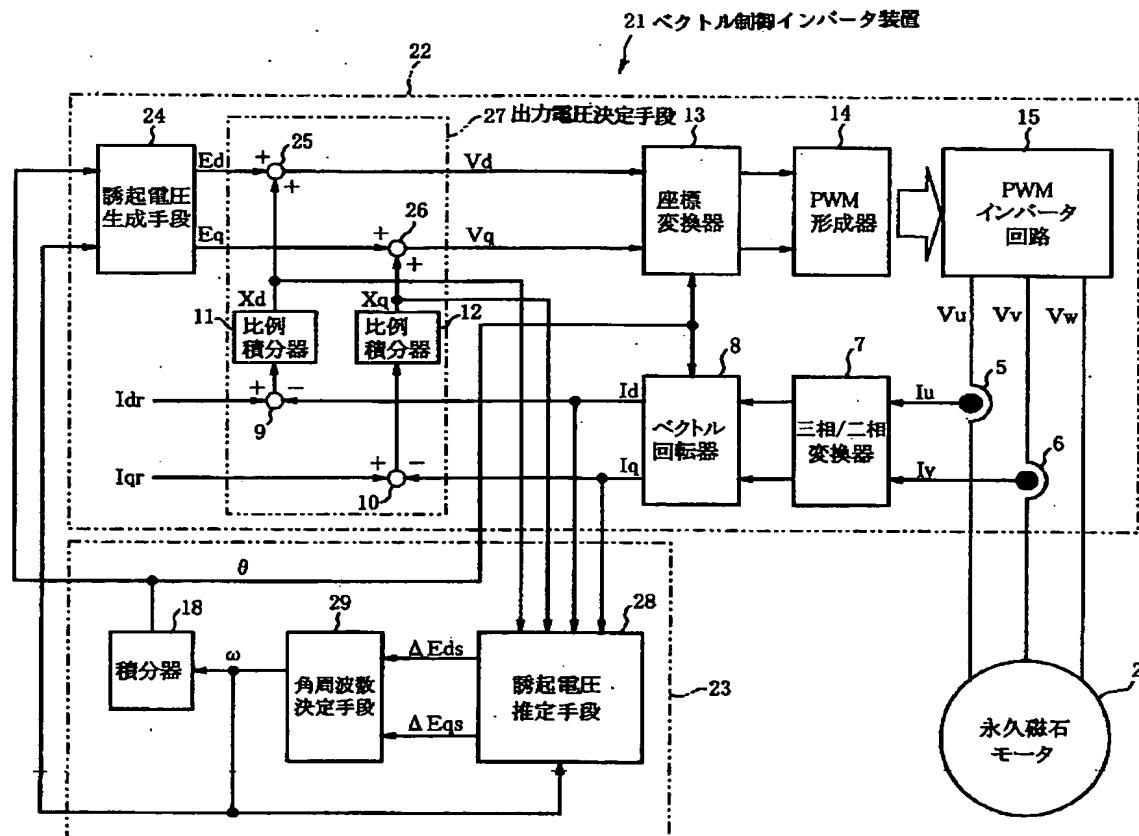
【図4】



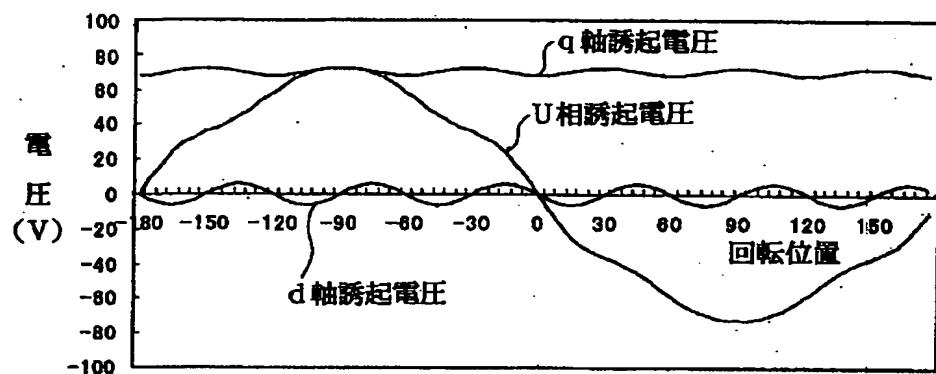
【図8】



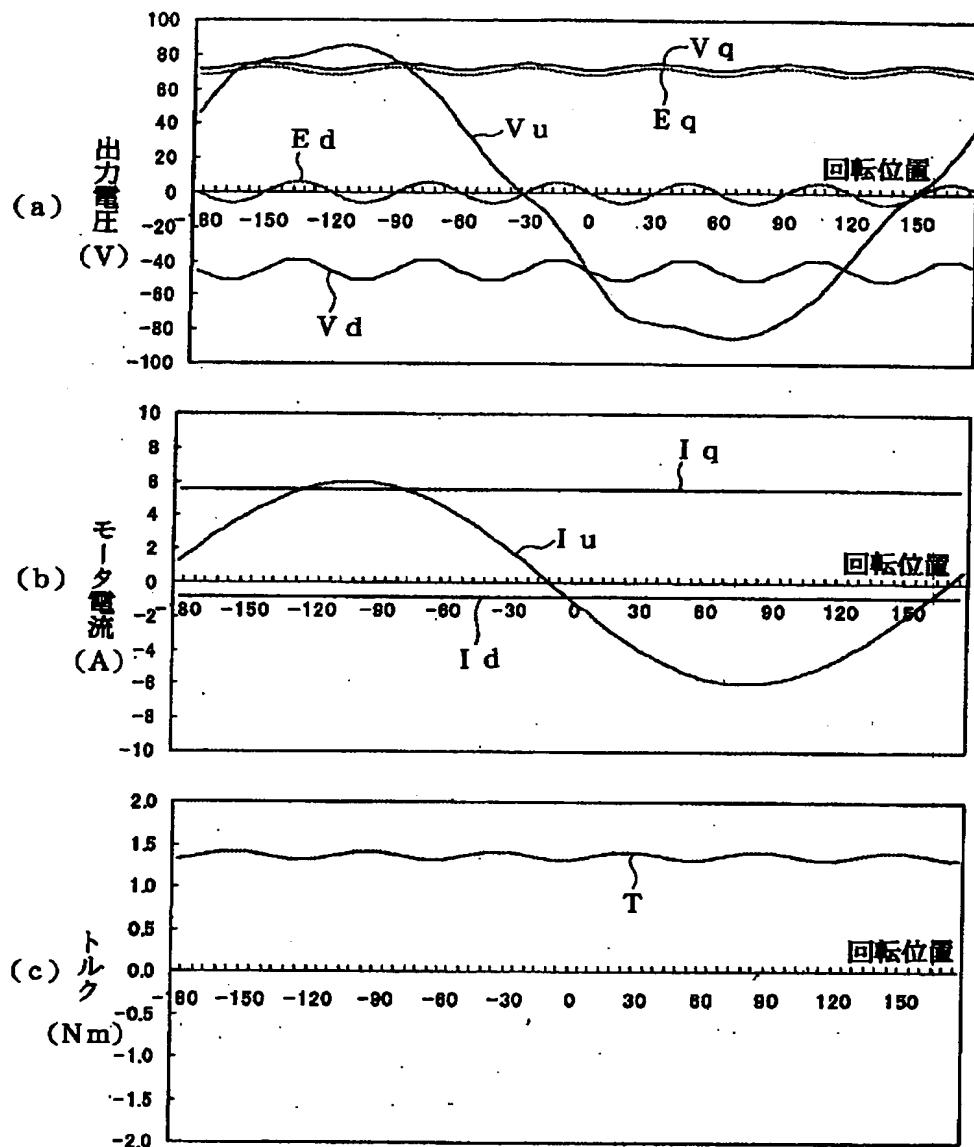
【図 1】



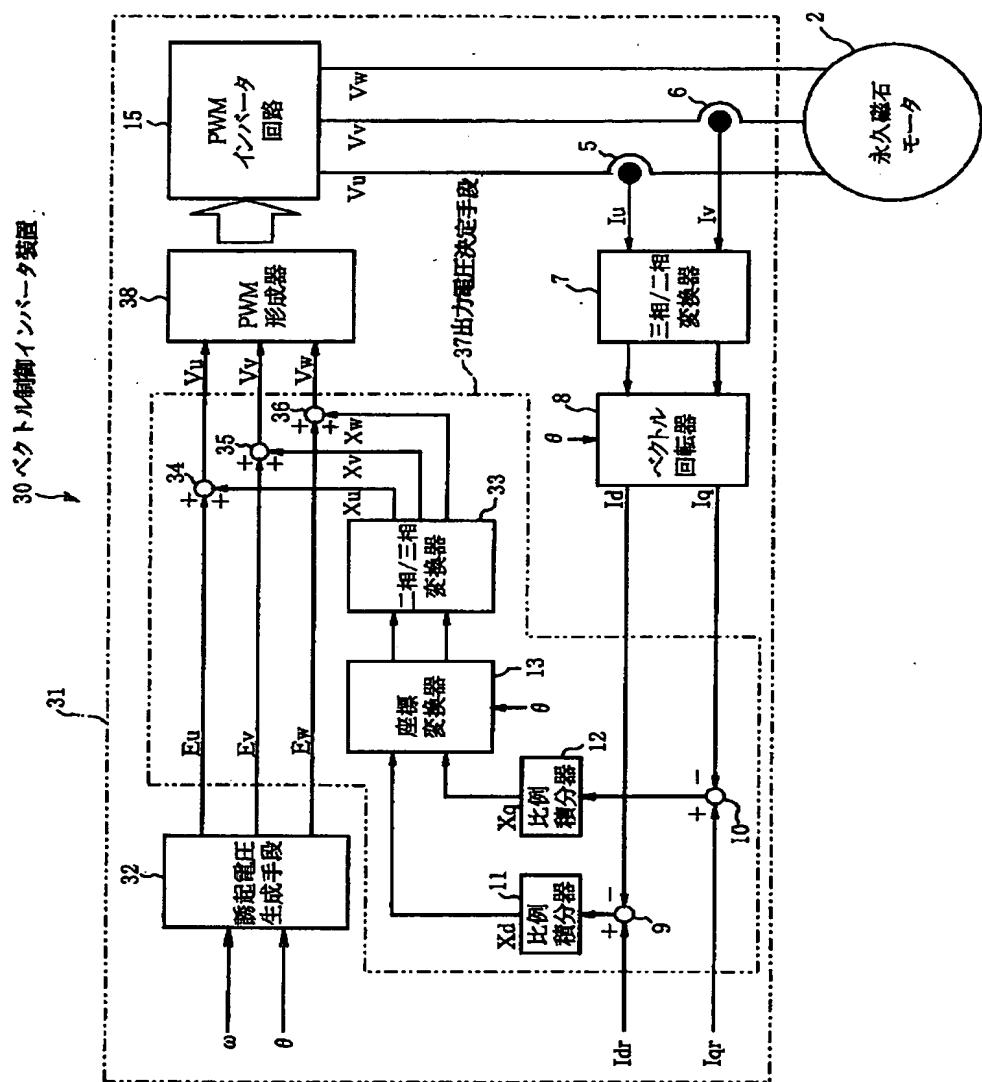
【図 2】



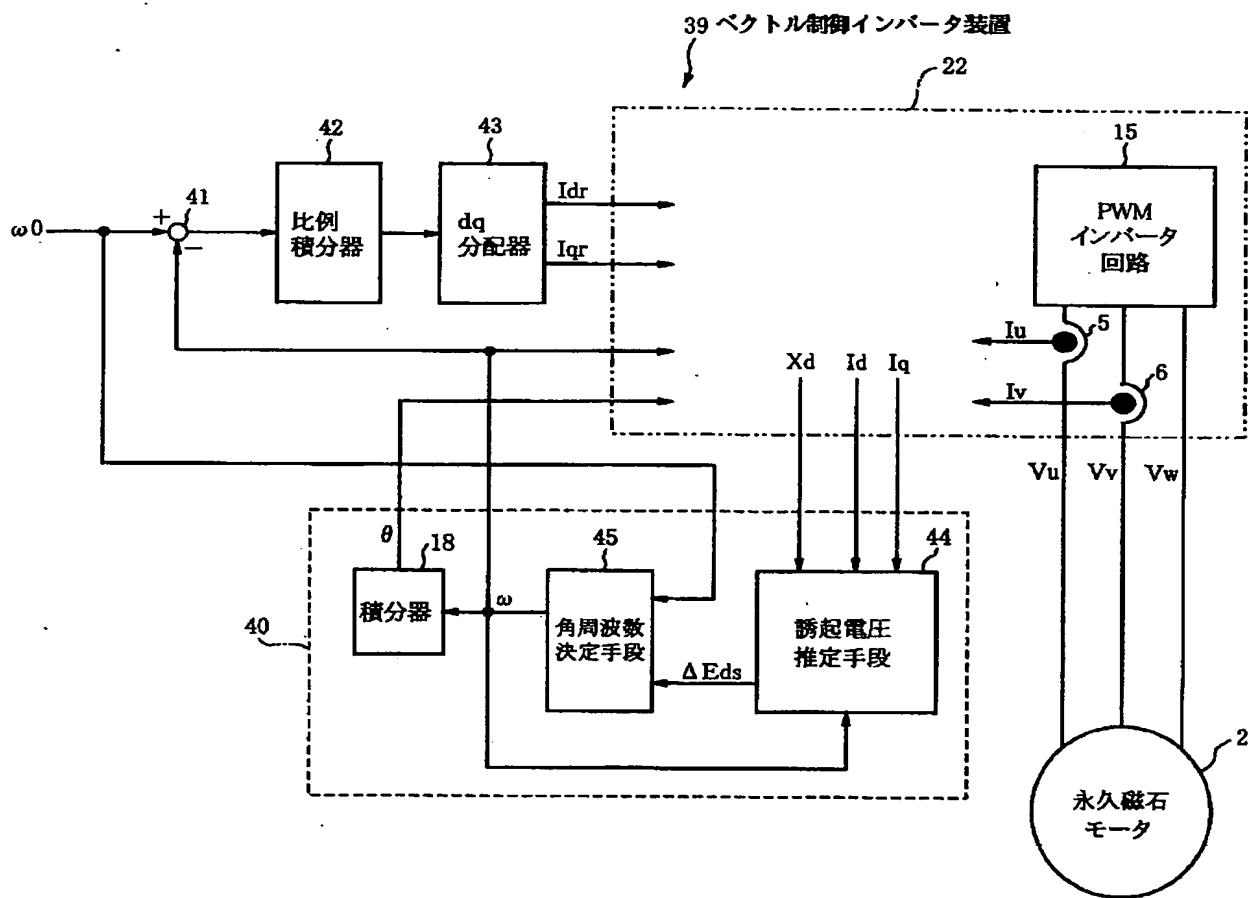
【図3】



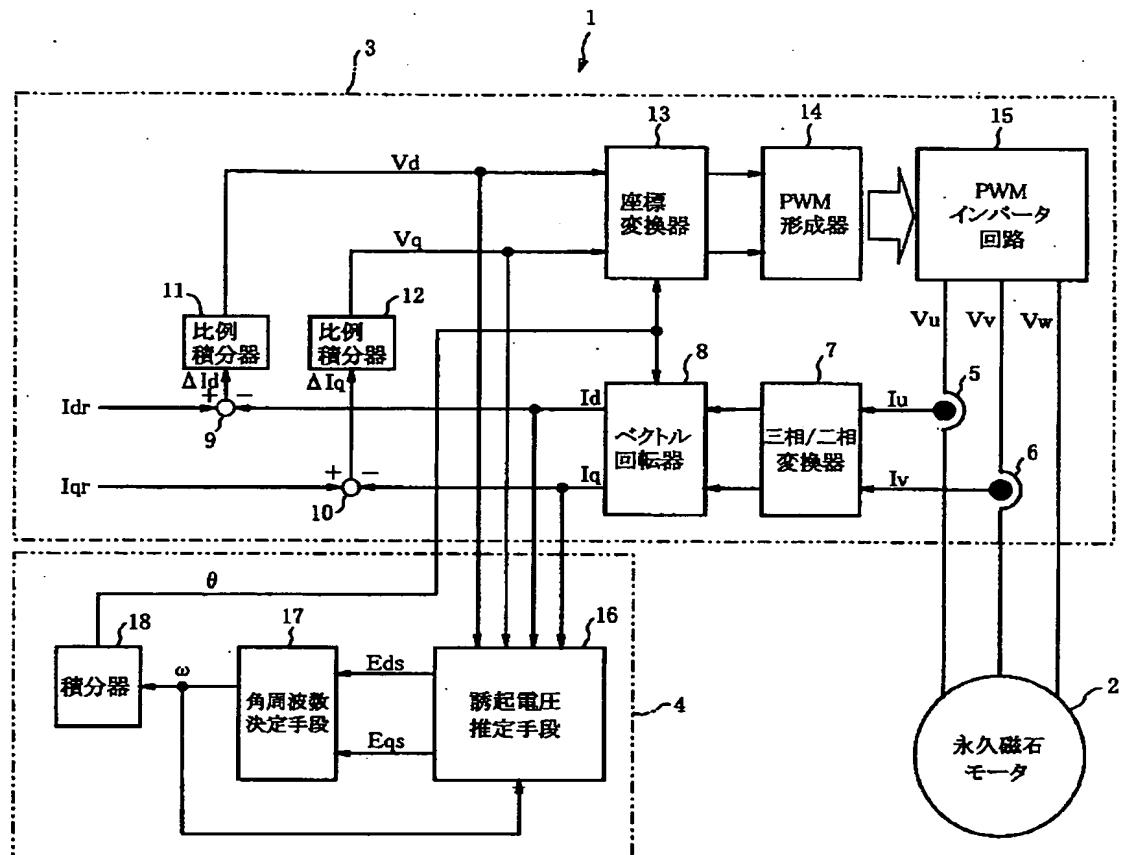
【図 5】



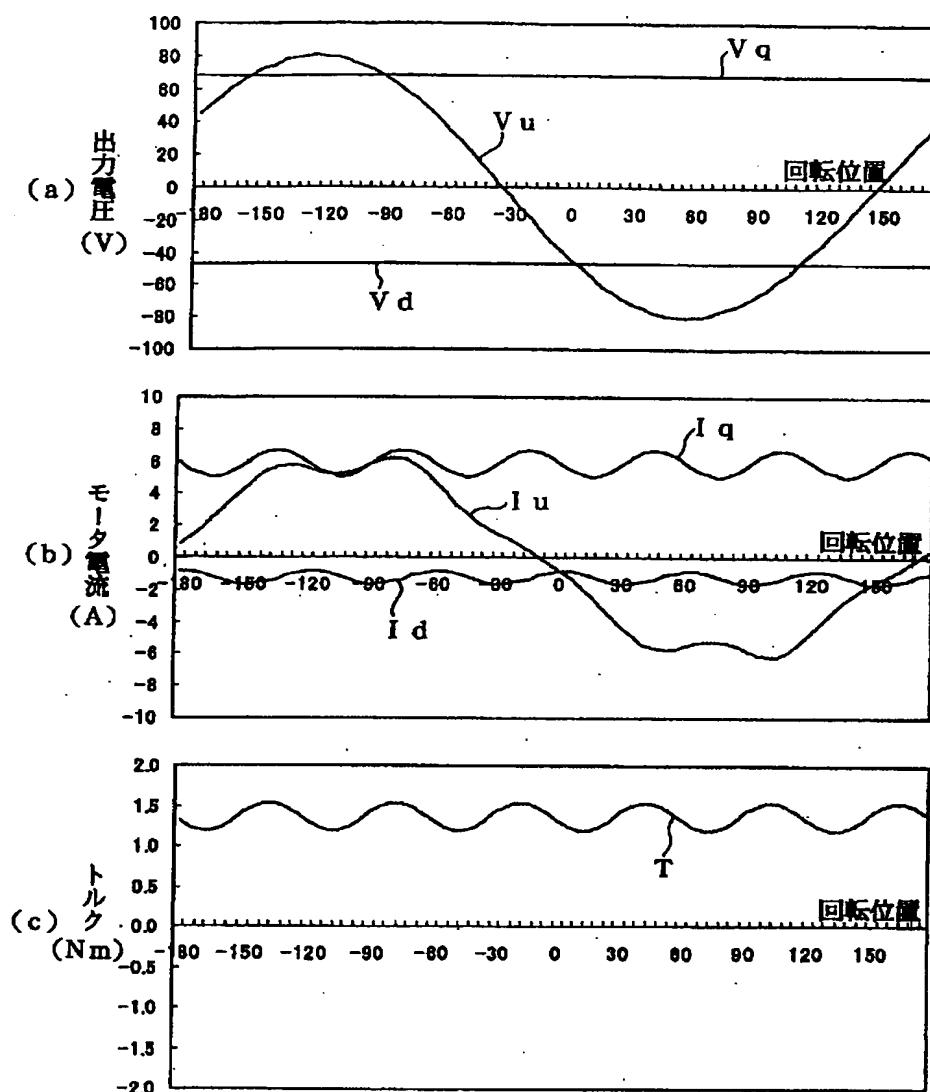
【図6】



【図 7】



【図9】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 7

識別記号

F I
H O 2 P 6/02

テマコード(参考)

3 5 1 G

Fターム(参考) 5H560 BB04 BB12 DA14 DB14 DC12
 EB01 EC01 RR01 XA02 XA04
 XA12 XA13
 5H576 BB04 DD02 DD07 EE01 EE11
 GG03 GG04 HB01 JJ24 LL14
 LL22 LL46